

1

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特許公報 (B 2)

(11) 特許番号

第 2 6 4 2 4 9 9 号

(45) 発行日 平成9年(1997)8月20日

(24) 登録日 平成9年(1997)5月2日

| | | | | |
|----------------------------|-------|--------|--------------------|--------|
| (51) Int. Cl. ⁶ | 識別記号 | 庁内整理番号 | F I | 技術表示箇所 |
| G 0 2 F 1/03 | 5 0 2 | | G 0 2 F 1/03 5 0 2 | |

請求項の数 7

(全 8 頁)

| | | | |
|-----------|------------------|-----------|-----------------------------------------------|
| (21) 出願番号 | 特願平2-50189 | (73) 特許権者 | 999999999 富士通株式会社 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 |
| (22) 出願日 | 平成2年(1990)3月1日 | (72) 発明者 | 桑田 直樹 神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地 富士通株式会社内 |
| (65) 公開番号 | 特開平3-251815 | (72) 発明者 | 西本 央 神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地 富士通株式会社内 |
| (43) 公開日 | 平成3年(1991)11月11日 | (74) 代理人 | 弁理士 古谷 史旺 |
| | | 審査官 | 大淵 統正 |

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 光送信器、光変調器の制御回路および光変調方法

1

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 入力信号の異なる電圧レベルに対してそれぞれ該入力信号に比べて低い周波数を有する低周波信号を互いに逆位相となるように重畳する低周波信号重畳回路と、

バイアス電圧と、該低周波信号が重畳された入力信号とが与えられ、変調された光信号を出力する光変調器と、該光信号に含まれる低周波信号成分の検出結果に基づいて、該バイアス電圧を制御するバイアス制御回路とを備えた光送信器。

【請求項 2】 該低周波信号重畳回路は、該入力信号がデジタル信号の場合にハイレベルとローレベルにそれぞれに逆位相となるよう低周波信号を重畳することを特徴とする請求項 1 記載の光送信器。

【請求項 3】 該バイアス制御回路は、該低周波信号と該

2

光信号に含まれる低周波信号成分を比較し、比較結果に基づいて、該バイアス電圧を制御するバイアス制御回路とを備えたことを特徴とする請求項 1 記載の光送信器。

【請求項 4】 バイアス電圧と入力信号とが与えられ、該入力信号により変調し、光信号を出力する光変調器の制御回路において、

該入力信号の異なるレベルに対してそれぞれ該入力信号に比べて低い周波数を有する低周波信号を互いに逆位相となるように重畳する低周波信号重畳回路と、

10 該光信号に含まれる低周波信号成分を検出し、検出結果に基づいて、該バイアス電圧を制御するバイアス制御回路とを備えた光変調器の制御回路。

【請求項 5】 該低周波信号重畳回路は、該入力信号がデジタル信号の場合にハイレベルとローレベルにそれぞれに位相の異なるよう低周波信号を重畳することを特徴

とする請求項 4 の光変調器の制御回路。

【請求項 6】該バイアス制御回路は、該低周波信号と該光信号に含まれる低周波信号成分を比較し、比較結果に基づいて、該バイアス電圧を制御するバイアス制御回路とを備えたことを特徴とする請求項 4 の光変調器の制御回路。

【請求項 7】入力信号の異なる電圧レベルに対してそれぞれ該入力信号に比べて低い周波数を有する低周波信号を互いに逆位相となるように重畳し、バイアス電圧と、該低周波信号が重畳された入力信号とを光変調器に与え、変調された光信号を出力し、該変調された光信号に含まれる低周波信号成分の検出結果に基づいて、該バイアス電圧を制御することを特徴とする光変調方式。

【発明の詳細な説明】

【概 要】

光通信システムに使用される電気-光変換回路から出力される光信号の安定化をはかる外部変調器の制御方式に関し、

入力信号に依存せずに、動作点ドリフトに伴う出力光信号の消光比の劣化を防止できることを目的とし、

入力信号に応じて、駆動電圧を発生する駆動回路と、バイアス電圧と該駆動電圧とが与えられ、光ビームを該入力信号で変調して、光信号を出力する光変調器と、該入力信号の異なるレベルに対してそれぞれ該入力信号に比べて低い周波数を有する低周波信号を互いに逆位相となるように重畳する低周波信号重畳回路と、該光信号に含まれる低周波信号成分を検出し、検出結果に基づいて、該バイアス電圧を制御するバイアス制御回路とを備えて構成される。

(産業上の利用分野)

本発明は、出力される光信号の安定化をはかる光送信器、光変調器の制御回路および光変調方法に関する。

(従来の技術)

従来、光通信システムの電気-光変換回路には、半導体レーザに流れる電流をデータ信号により変調する直接変調方式が採用されていた。しかし、直接変調方式では、伝送速度が速くなるに応じて出力される光信号の波長変動(チャープ)の影響が大きくなるので、光ファイバ内の波長分散により長距離伝送が困難となってきた。

そこで、原理的にチャープを生じないマッハツェンダ型外部変調器(以下、「MZ変調器」という。)その他の外部変調器を用いた電気光変換回路が検討されている。一方、このような外部変調器を用いた構成では、光通信システムの長期安定動作を達成するために、温度変動および経時変化に対して出力される光信号の安定化が必要になっている。

第 6 図は、外部変調器を用いた電気-光変換回路の基本構成を示す図である。

図において、外部変調 71 では、駆動回路 73 を介して与えられる入力信号に応じて、半導体レーザ 75 の出射光を変調し、光信号として出力する。

従来、このような電気-光変換回路において、温度変動に伴う外部変調器の動作点のずれを補償する方法として、入力信号の一方の論理レベルに低周波信号を重畳して変調器を駆動し、出力される光信号から検出される低周波信号の位相により動作点を制御する方法が提案されている。

10 (発明が解決しようとする課題)

ところで、MZ変調器は、印加される直流電圧、温度変化、および経時変化により、その入出力特性に変化(動作点ドリフト)を生じる。

第 7 図は、MZ変調器の入出力特性を示す図である。

図において、①は動作点ドリフトを生じる前の特性を示し、②は動作点ドリフトを生じた場合の特性を示す。なお、MZ変調器の入出力特性は、図に示すように駆動電圧に対して周期性を有する。

したがって、入力信号の各論理値に対応して出力光電力の上下の各尖頭値が得られる駆動電圧 V_0 、 V_1 を用いることにより、効率的な 2 値変調を行うことができる。

このような MZ 変調器から出力される光信号は、動作点ドリフトの発生時に駆動電圧 V_0 、 V_1 が一定であると、上述の周期性により消光比が劣化する。したがって、動作点ドリフトが発生した時にそのドリフト量を dV とすると、駆動電圧 V_0 、 V_1 をそれぞれ $V_0 + dV$ および $V_1 + dV$ とし動作点ドリフトを補償する必要がある。

しかし、入力信号の一方の論理レベルに低周波信号を重畳する従来の動作点ドリフトの補償方法では、入力信号のマーク率の変化、立ち上がり時間あるいは立ち下がり時間の増大により、最適動作点を保持する制御が困難であった。

一 本発明は、入力信号に依存せずに、動作点ドリフトに伴う出力光信号の消光比の劣化を防止できる光送信器、光変調器の制御回路および光変調方法を提供することを目的とする。

(課題を解決するための手段)

請求項 1 に記載の発明では、入力信号の異なる電圧レベルに対してそれぞれ該入力信号に比べて低い周波数を有する低周波信号を互いに逆位相となるように重畳する低周波信号重畳回路と、

バイアス電圧と、該低周波信号が重畳された入力信号とが与えられ、変調された光信号を出力する光変調器と、

該光信号に含まれる低周波信号成分の検出結果に基づいて、該バイアス電圧を制御するバイアス制御回路とを備えたことを特徴とする。

請求項 2 に記載の発明では、該低周波信号重畳回路は、該入力信号がデジタル信号の場合にハイレベルとローレベルにそれぞれに逆位相となるよう低周波信号を

重畳する。

請求項 3 に記載の発明では、該バイアス制御回路は、該低周波信号と該光信号に含まれる低周波信号成分を比較し、比較結果に基づいて、該バイアス電圧を制御する。

請求項 4 に記載の発明では、バイアス電圧と入力信号とが与えられ、該入力信号により変調し、光信号を出力する光変調器の制御回路において、低周波信号重畳回路は、該入力信号の異なるレベルに対してそれぞれ該入力信号に比べて低い周波数を有する低周波信号を互いに逆位相となるように重畳する。

バイアス制御回路は、該光信号に含まれる低周波信号成分を検出し、検出結果に基づいて、該バイアス電圧を制御する。

請求項 5 に記載の発明では、該低周波信号重畳回路は、該入力信号がデジタル信号の場合にハイレベルとローレベルにそれぞれに位相の異なるよう低周波信号を重畳する。

請求項 6 に記載の発明では、該バイアス制御回路は、該低周波信号と該光信号に含まれる低周波信号成分を比較し、比較結果に基づいて、該バイアス電圧を制御する。

請求項 7 に記載の発明では、入力信号の異なる電圧レベルに対してそれぞれ該入力信号に比べて低い周波数を有する低周波信号を互いに逆位相となるように重畳し、バイアス電圧と、該低周波信号が重畳された入力信号とを光変調器に与え、変調された光信号を出力し、該変調された光信号に含まれる低周波信号成分の検出結果に基づいて、該バイアス電圧を制御することを特徴とする。

(作 用)

本発明では、低周波信号重畳回路は低周波信号で振幅変調した入力信号を駆動回路を介して光変調器に与え、その光変調器がその入力信号で光ビームを変調して出力する。

バイアス制御回路は、このようにして光信号に重畳された低周波信号の周波数成分を検出して上述した低周波信号と位相を比較し、その位相差から光変調器動作点ドリフトの方向を検出する。

ここで検出された位相差は、光変調器に動作点ドリフトがない場合には、低周波信号が入力信号の各論理値に対応して逆相で変調され、その周波数成分が出力される光信号に含まれないので「0」となる。また、このような位相の差が「0」となる状態は、入力信号の波形に左右されずに発生する。

一方、動作点ドリフトが生じた場合には、低周波信号が入力信号の各論理値に対応して同相で変調され、その周波数成分が出力される光信号に含まれる。また、求められる位相の差は動作点ドリフトの方向に応じて180度異なる値となる。

したがって、バイアス制御回路が動作点ドリフトの方

向と同方向に光変調器の動作点を制御することにより、光変調器から出力される光信号を安定化することができる。

(実施例)

以下、図面に基づいて本発明の実施例について詳細に説明する。

第 1 図は本発明の一実施例を示す図である。

図において、光源である半導体レーザ21は、出射光を外部変調器として用いられるMZ変調器22に与える。一方、入力信号の低周波信号重畳回路として用いられる可変利得アンプ23には、入力信号および低周波発振器24が出力する所定周波数(=f₀)の低周波信号が入力され、入力信号をこの低周波信号で振幅変調して出力する。この出力信号は、所定の信号レベルを得る駆動アンプ25、さらにコンデンサ26を介してMZ変調器22の一方の変調入力端子に入力される。また、MZ変調器22の他方の変調入力端子には、直列接続されたバイアススティ27および終端抵抗器28が接続される。なお、駆動アンプ25、コンデンサ26、バイアススティ27および終端抵抗器28は、MZ変調器22の駆動回路に相当する。

MZ変調器22は、この駆動回路から与えられる信号により半導体レーザ21の出射光を変調し光信号に変換して出力する。

この光信号は、光分岐回路29によりその一部が分岐して取り出される。この分岐された光信号は、光-電気変換を行うフォトダイオード30に入力され、その出力に得られる電気信号はf₀の周波数成分を選択増幅する帯域増幅器31を介してミキサ32の一方の入力端子に入力される。また、ミキサ32の他方の入力端子には低周波発振器24が出力する低周波信号が入力される。ミキサ32は、これらの信号の位相を比較し、その位相差に応じた信号を出力する。なお、分岐回路29、フォトダイオード30、帯域増幅器31およびミキサ32は、バイアス制御回路に相当する。

このバイアス制御回路の出力信号は、所定周波数以下の信号を通過させる低域通過フィルタ33を介して差動アンプ34の一方の入力端子に入力される。また、差動アンプ34の他方の入力端子は、回路アースに接続される。差動アンプ34の出力は、バイアススティ27に接続される。

第 2 図は、外部変調器の出力光信号の波形を示す図である。

第 3 図は、正方向の動作点ドリフト発生時における出力光信号の波形を示す図である。

第 4 図は、負方向の動作点ドリフト発生時における出力光信号の波形を示す図である。

以下、第 1 図～第 4 図を参照して、MZ変調器22の動作点ドリフトに応じた動作点の制御動作について説明する。

MZ変調器22で光信号に変換される入力信号の波形は、第 2 図(a)に示されるように、入力信号に低周波信号

7

が重畳されたものである。このような入力信号で、第2図(b)に示す入出力特性を有するMZ変調器22を駆動すると、第2図(c)に示すように周波数 $2f_0$ の信号で振幅変調された出力光信号が得られる。

動作点ドリフトがない状態では、入力信号の各論理レベルに対応した駆動電圧 V_0 、 V_1 がMZ変調器22の入出力特性上でそれぞれ上下の尖頭値間(半周期)に設定されているために、入力信号に重畳された低周波信号は、入力信号の「0」レベルおよび「1」レベルで互いに逆相で変調される。したがって、帯域増幅器31の出力には、 f_0 の周波数成分が検出されない。

しかし、動作点ドリフトが生じると、第3図および第4図に示すように、入力信号に重畳された低周波信号が入力信号の「0」レベルおよび「1」レベルにおいて同相で変調される。出力される光信号の平均電力はこのような同相変調に伴って周波数 f_0 で変動し、その周波数成分 f_0 の位相はMZ変調器22の動作点ドリフトの方向に応じて、180度異なった値となる。したがって、ミキサ32の出力には、その周波数成分 f_0 と低周波発振器24が出力する低周波信号との位相差に応じた信号が得られる。

差動アンプ34は、このような動作点ドリフトに応じた信号により、出力光信号に周波数成分 f_0 が含まれないように駆動電圧を制御し、動作点ドリフトを補正した最適な動作点を保持する。

なお、本実施例では、バイアススティを介して駆動電圧を供給しているが、低周波で変調された入力信号の包絡線が上下対称であり、かつ駆動アンプ25の直流出力電圧が調整できれば、コンデンサ26およびバイアススティ27を *

8

*除いてもよい。また、ミキサ32に代えてアナログ乗算用のICを用いてもよい。

以下に、このような動作点ドリフトに応じた動作点制御の動作原理を定量的に説明する。

入力信号の各論理値に対応した入力信号の振幅($=|V_0 - V_1|$)を $V\pi$ とし、出力光信号の電力をそのピーク値で正規化した値を P とし、駆動電圧を $V\pi$ で正規化した値を V とすると、MZ変調器22の入出力特性は、

$$P(V) = (1 - \cos(\pi(V - V_d))) / 2$$

の式で与えられる。なお、 V_d は、 $V\pi$ で正規化された動作点ドリフト電圧である。

ところで、振幅が $V\pi$ の入力信号に相当する入力信号に対して周波数 f_0 ($=\omega_0/2\pi$)の低周波信号により変調度 m で振幅変調を行うと、入力信号の論理レベル

「0」および「1」に対応する駆動電圧 V_0 、 V_1 は、

$$V_0 = m \sin(\omega_0 t)$$

$$V_1 = 1 - m \sin(\omega_0 t)$$

の各式で与えられる。また、 m が十分小さい場合において、これらの各論理レベルに対応した出力光信号の電力

P_0 、 P_1 は、

$$P_0 = P(V_0)$$

$$\approx (1 - \cos(\pi V_d) - \pi m \sin(\omega_0 t) \sin(\pi V_d)) / 2$$

$$P_1 = P(V_1)$$

$$\approx (1 + \cos(\pi V_d) - \pi m \sin(\omega_0 t) \sin(\pi V_d)) / 2$$

の各近似式で与えられる。さらに、入力信号の立ち上がり時間および立ち下がり時間における出力光信号の平均電力 P_2 は、

$$P_2 = \left(1 / (V_1 - V_0) \right) \int_{V_0}^{V_1} P(v) dv$$

$$= 1/2 - \cos(\pi V_0) \sin(\pi V_d) / (\pi (1 - 2V_0))$$

$$\approx 1/2 - ((1 + 2m \sin(\omega_0 t)) / \pi) \sin(\pi V_d)$$

の近似式で与えられる。

第5図は、アイパターンにおける入力信号の各論理値の出現確率を示す図である。

図において、 M は入力信号のマーク率を示し、 r は入力信号のビットレート f_b と入力信号の立ち上がり時間および立ち下がり時間($=r(1/f_b)$)の関係を示す定数である。

したがって、このような出現確率を用いて、入力信号に重畳される低周波信号の周期($=1/f_0$)より十分短い※

$$P = - \{ ((r(1-M))^2 + (1-r)(1-M) + (rM^2 + (1-r)M)) (\pi/2) + 2r(1-M)M(2/\pi) \} \times m \sin(\pi V_d) \sin(\omega_0 t)$$

の式で与えられる。したがって、周波数 f_0 の成分 P は、

※時間で平均した出力光信号の電力 P_{av} は、

$$P_{av} = (r(1-M))^2 + (1-r)(1-M)P_0$$

$$+ (rM^2 + (1-r)M)P_1 + 2r(1-M)MP_2$$

$$\approx K_0 P_0 + K_1 P_1 + K_2 P_2$$

の式で与えられる。なお、 K_0 、 K_1 および K_2 は、それぞれ上式中に示される比例定数である。

したがって、出力光信号の電力 P_{av} に含まれる低周波信号の周波数 f_0 の成分 P は、

動作点ドリフトの方向(V_d の極性)によってその位相が

180度異なる。また、この周波数成分Pを基準周波数 $\sin(\omega_0 t)$ と乗算すると、動作点ドリフトの方向に応じた正負の直流成分を検出することができる。すなわち、この直流成分を「0」とする制御を行うことによって、動作点を最適に保持することができる。

なお、周波数成分Pが常に「0」となるのは動作点ドリフト V_d が「0」の場合だけであるので、入力信号の波形に応じて変動するパラメータMおよびrに依存せずに動作点を最適に制御できる。

(発明の効果)

上述したように、本発明によれば、入力信号に依存せずに、変調器の動作点ドリフトに対応して最適動作点を保持することができる。

したがって、変調器から出力される光信号が安定化されてその消光比の劣化が防止され、変調器を実用システムに導入することが可能となる。

【図面の簡単な説明】

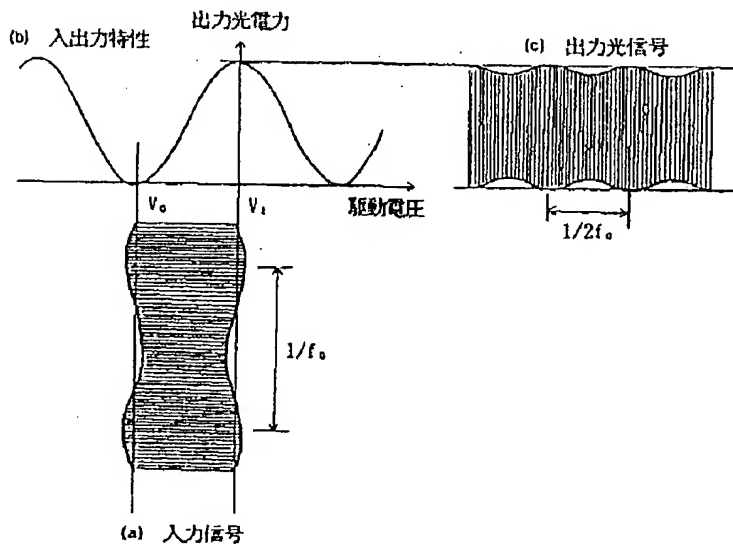
第1図は本発明の一実施例を示す図、

第2図は外部変調器の出力光信号の波形を示す図、

第3図は正方向の動作点ドリフト発生時における出力光信号の波形を示す図、

第4図は負方向の動作点ドリフト発生時における出力光信号の波形を示す図、

【第2図】



外部変調器の出力光信号の波形を示す図

第5図はアイパターンにおける入力信号の各論理値の出現確率を示す図、

第6図は外部変調器を用いた電気-光変換回路の基本構成を示す図、

第7図はMZ変調器の入出力特性を示す図である。

図において、

21、75は半導体レーザ、

22はマッハツェンダ型外部変調器 (MZ変調器)、

23は可変利得アンプ、

24は低周波発振器、

25は駆動アンプ、

26はコンデンサ、

27はバイアスティ、

28は終端抵抗、

29は光分岐回路、

30はフォトダイオード

31は帯域増幅器、

32はミキサ、

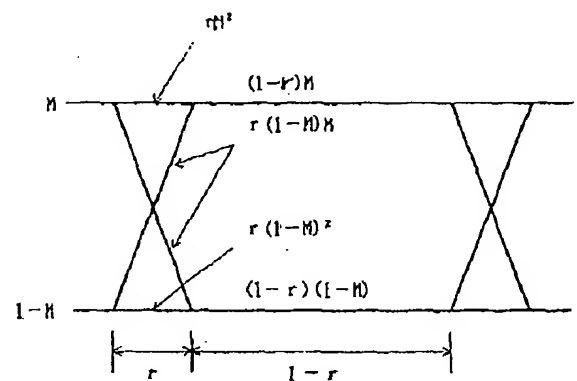
33は高域遮断フィルタ、

34は差動アンプ、

71は外部変調器、

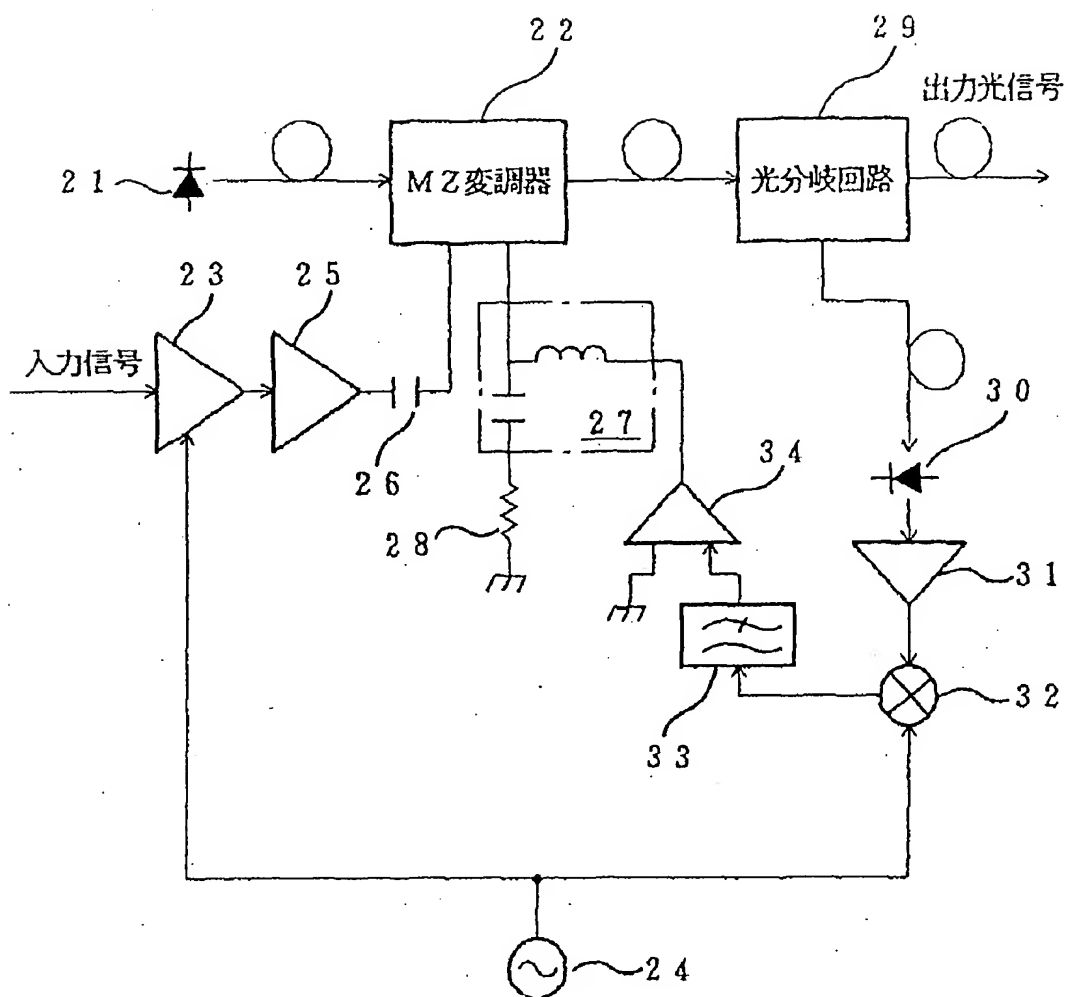
73は駆動回路である。

【第5図】



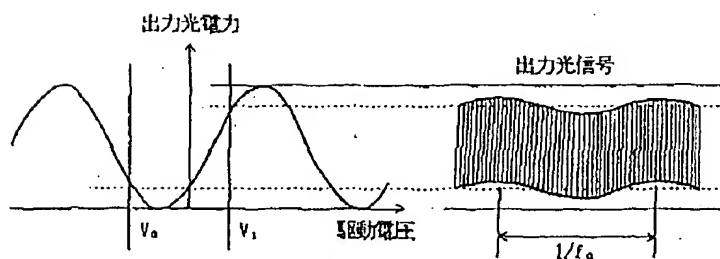
アイパターンにおける入力信号の各論理値を示す図

【第 1 図】



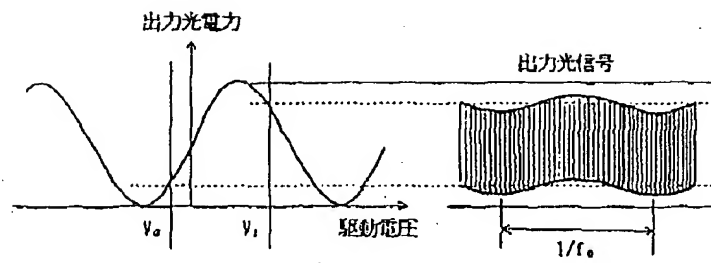
本発明の一実施例を示す図

【第 3 図】



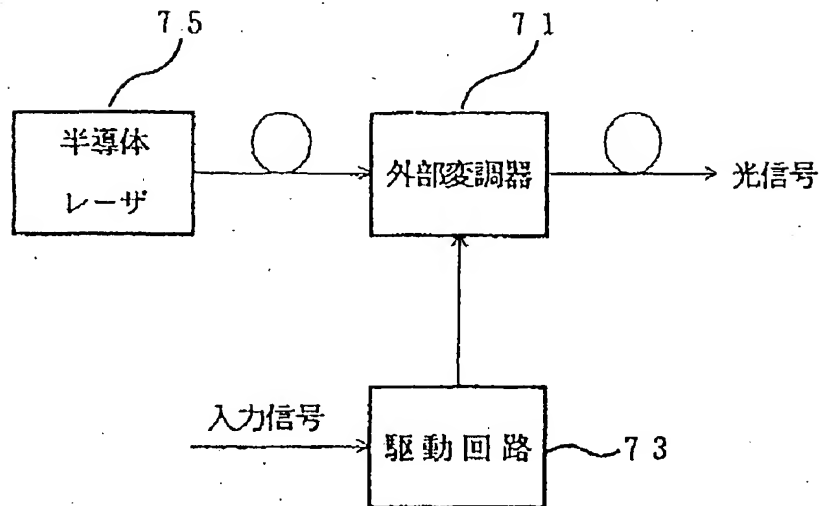
正方向の動作点ドリフト発生時における出力光信号の波形を示す図

【第 4 図】



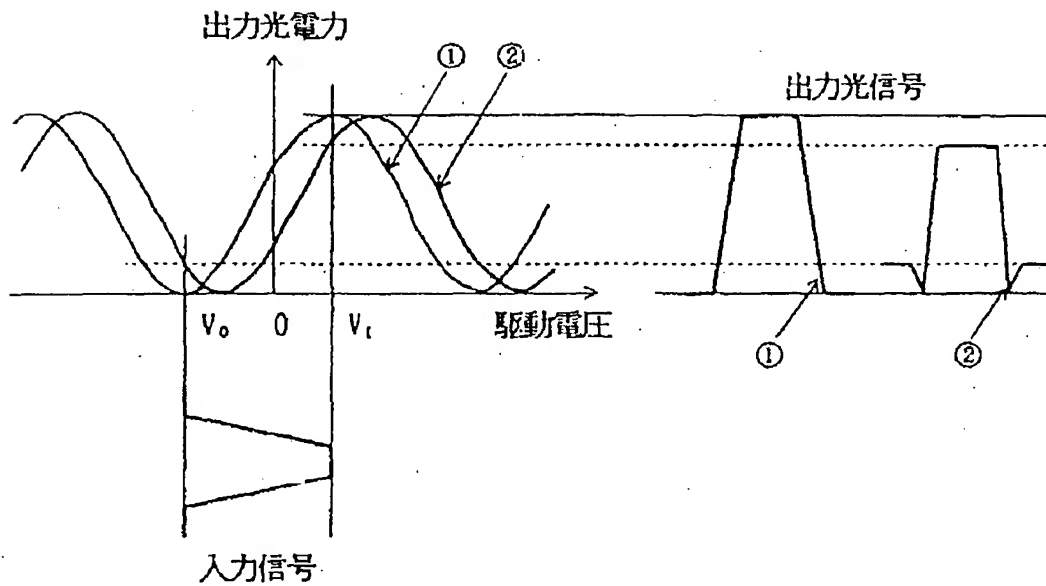
負方向の動作点ドリフト発生時における出力光信号の波形を示す図

【第 6 図】



外部変調器を用いた電気-光変換回路の基本構成を示す図

【第7図】



M Z 変調器の入出力性を示す図

フロントページの続き

- (56) 参考文献 特開 昭49-42365 (J P, A)
 特開 昭53-38338 (J P, A)
 特開 昭61-31919 (J P, A)
 特開 昭53-47701 (J P, A)
 特公 昭49-39019 (J P, B 1)